

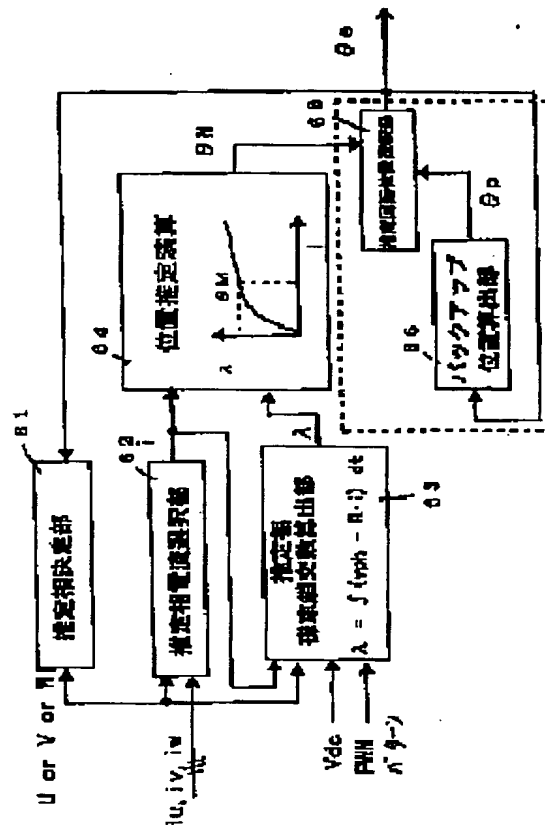
CONTROL METHOD AND CONTROL DEVICE OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Patent number: JP2001057791
 Publication date: 2001-02-27
 Inventor: YAMAI HIROYUKI
 Applicant: DAIKIN IND LTD
 Classification:
 - International: H02P5/05
 - european:
 Application number: JP19990228910 19990812
 Priority number(s): JP19990228910 19990812

Report a data error here

Abstract of JP2001057791

PROBLEM TO BE SOLVED: To maintain the high estimation accuracy of the rotational position of the rotor of a switched reluctance motor and control the motor with high accuracy. **SOLUTION:** The control device of a switched reluctance motor has an estimation phase determination unit 61, which determines rotational position estimation phase, an estimation phase current selection unit 62 which selects a winding current (i) in the determined rotation position estimation phase, an estimation phase flux interlinkage number calculation unit 63 which calculates a flux interlinkage number λ in the determined rotation position estimation phase, a position estimation calculation unit 64 to which the selected winding current (i) and the calculated flux interlinkage number λ are inputted to calculate position estimation and which outputs a 1st estimated rotation position θM, a backup position calculation unit 65, which calculates a 2nd estimated rotation position θp as a backup rotation position according to an estimated rotation position in the past and a revolution in the past and an estimated rotation position selection unit 66, which selects the 1st estimated rotation position θM or the 2nd estimated rotation position θp and outputs the selected position as an ultimately obtained estimated rotation position θe.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-57791

(P2001-57791A)

(43)公開日 平成13年2月27日 (2001.2.27)

(51)Int.Cl.

H 0 2 P 5/05

識別記号

F I

H 0 2 P 5/00

テーマコード(参考)

5 0 1 5 H 5 5 0

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平11-228910

(22)出願日 平成11年8月12日 (1999.8.12)

(71)出願人 000002853

ダイキン工業株式会社

大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号

梅田センタービル

(72)発明者 山井 広之

滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2

ダイキン工業株式会社滋賀製作所内

(74)代理人 100087804

弁理士 津川 友士

Fターム(参考) 5H550 AA09 BB08 DD09 GG01 GG03

GG05 HB07 JJ04 JJ23 JJ24

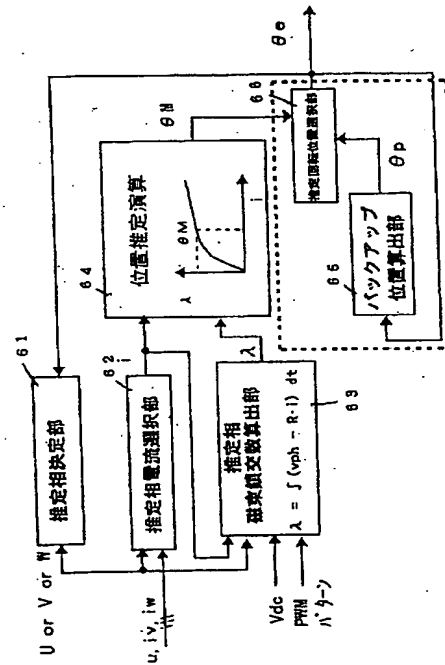
JJ26 LL12 LL22 LL34 MM05

(54)【発明の名称】 スイッチトリクタンスモータ制御方法およびその装置

(57)【要約】

【課題】 回転子の回転位置の推定精度を高く維持する。

【解決手段】 回転位置推定相を決定する推定相決定部61と、決定された回転位置推定相における巻線電流 i を選択する推定相電流選択部62と、選択された巻線電流 i 、インバータにおける直流電圧 V_{dc} およびPWMパターンを入力として、決定された回転位置推定相における磁束鎖交数 λ を算出する推定相磁束鎖交数算出部63と、選択された巻線電流 i および算出された磁束鎖交数 λ を入力として回転位置推定演算を行って第1推定回転位置 θ_M を出力する位置推定演算部64と、過去の推定回転位置と過去の回転速度に基づいてバックアップ回転位置としての第2推定回転位置 θ_P を算出するバックアップ位置算出部65と、第1推定回転位置 θ_M または第2推定回転位置 θ_P を選択して最終的に得られた推定回転位置 θ_e として出力する推定回転位置選択部66とを有している。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 スイッチトリラクタンスモータ(5)の磁化特性およびスイッチトリラクタンスモータ(5)の巻線電流からスイッチトリラクタンスモータ(5)の回転子の第1の推定回転位置を推定し、スイッチトリラクタンスモータ(5)の過去に推定した回転速度およびスイッチトリラクタンスモータ(5)の回転子の過去に推定した回転位置からスイッチトリラクタンスモータ

(5)の回転子の第2の推定回転位置を推定し、第1、第2の何れかの推定回転位置を適宜選択し、選択された回転子の推定回転位置に基づいてインバータ(4)を制御することを特徴とするスイッチトリラクタンスモータ制御方法。

【請求項2】 前記第1の推定回転位置の信頼性が高いか否かを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択する請求項1に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御方法。

【請求項3】 前記第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定する請求項2に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御方法。

【請求項4】 前記第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2の推定回転位置を選択する請求項3に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御方法。

【請求項5】 前記第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定する請求項2に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御方法。

【請求項6】 前記第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2の推定回転位置を選択する請求項5に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御方法。

【請求項7】 スイッチトリラクタンスモータ(5)の磁化特性およびスイッチトリラクタンスモータ(5)の巻線電流からスイッチトリラクタンスモータ(5)の回転子の第1の推定回転位置を推定する第1推定手段(64)と、スイッチトリラクタンスモータ

(5)の過去に推定した回転速度およびスイッチトリラクタンスモータ(5)の回転子の過去に推定した回転位置からスイッチトリラクタンスモータ(5)の回転子の第2の推定回転位置を推定する第2推定手段(65)

と、第1、第2の何れかの推定回転位置を選択する選択手段(66)と、選択された回転子の推定回転位置に基づいてインバータ(4)を制御するインバータ制御手段

(3)とを含むことを特徴とするスイッチトリラクタンスモータ制御装置。

【請求項8】 前記選択手段(66)は、前記第1の推定回転位置の信頼性が高いか否かを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものである請求項7に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御装置。

【請求項9】 前記選択手段(66)は、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものである請求項8に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御装置。

【請求項10】 前記選択手段(66)は、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1推定手段(64)から得られた第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2推定手段(65)から得られた第2の推定回転位置を選択するものである請求項9に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御装置。

【請求項11】 前記選択手段(66)は、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものである請求項7に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御装置。

【請求項12】 前記選択手段(66)は、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1推定手段(64)から得られた第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2推定手段(65)から得られた第2の推定回転位置を選択するものである請求項11に記載のスイッチトリラクタンスモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】 この発明はスイッチトリラクタンスモータ制御方法およびその装置に関し、さらに詳細に言えば、回転子の回転位置を検出するためのセンサを用いることなく回転子の回転位置を検出してスイッチトリラクタンスモータを制御するための方法およびその装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 スイッチトリラクタンスモータ(以下、SRモータと略称する)は、誘導モータやブラシレスDCモータなど従来の交流機に比べ、モータ構造が簡単で堅牢なため、安価な可変速駆動源として注目を集めている。

【0003】SRモータはそのトルク発生原理から回転位置に応じた電流／電圧制御が必要であり、一般的には光学式あるいは磁気式の回転子回転位置センサがモータ軸に取り付けられている。

【0004】しかし、回転子回転位置センサは、システムの大型化、信頼性の低下を招き、設置環境が限定される（例えば、高温・高圧のガスに曝される密閉形圧縮機には組み込むことができない）などの問題点を有している。また、コスト的には、SRモータの安価さとのトレードオフとなる。

【0005】また、従来の交流機では位置・速度センサレス化が既に実用段階に入っているのに対し、SRモータに関しては種々の方法が提案されているが、実用化のためには克服すべき課題が多く残っている。

【0006】SRモータは、出力／変換器容量、出力密度の観点から磁気飽和領域を積極的に利用するため、1相の巻線電流－磁束鎖交数と回転子位置が1対1の関係にあることに着目して、飽和を含む磁化特性に基づき、回転子回転位置の推定を行いセンサレス制御する方法が有効な手法として検討が進められている。ここで、非線形磁化特性をモデリングし、センサレス制御に活用する手法として、メモリなどに磁化特性マップを記憶する方法（特開平5-199794号公報参照）、および磁化特性をファジイ推論やニューラルネットワークを用いてリアルタイムに演算する方法（P. Vas他「Position Sensorless Control of SRM Drive using ANN-Techniques」IAS'98 Ann. Meeting参照）が提案されているが、前者の方法を採用した場合には、メモリ空間が肥大化し、実装コストが高むという不都合があり、逆に、後者の方法を採用した場合には、メモリ空間を少なくすることができるが、演算が複雑で演算時間が長大化し、また高価な浮動小数点形DSPなどを用いる必要があるという不都合がある。

【0007】また、これらの不都合を解消し、しかも非線形な磁化特性をリアルタイムにモデリングする手法として、図14、図15に示すSRモータセンサレス制御システムが提案されている（S. Saha, T. Kosaka, N. Matsui, Y. Takeda「A New Modelling Approach Switched Reluctance Motors」H10電気学会産業応用部門全国大会、およびS. Saha, T. Kosaka, N. Matsui, Y. Takeda「A New Analytical Model and Sensorless Approach for Switched Reluctance Motors」ICPE'98, Seoul参照）。

【0008】図14に示すSRモータセンサレス制御システムは、速度指令値を減算器81を通して速度制御部82に供給し、速度制御部82からの出力、ターンオン

角指令値 θ_0 、転流角指令 θ_c 、後述するSRモータ85の巻線電流、および後述する推定位置を電流制御部83に供給してPWM（パルス幅変調）信号を出力してインバータ84に供給し、インバータ84からの出力をSRモータ85に供給してSRモータ85を回転させる。そして、SRモータ85の巻線電流および巻線電圧を位置推定部86に供給して回転子の回転位置 θ_e を算出し、算出された回転位置 θ_e を微分器87に供給し、算出された微分値をノイズ除去のためローパスフィルタ88に供給して推定速度を算出し、減算器81に供給している。なお、微分器やローパスフィルタをマイコンで実現する演算方法については、公知技術なので詳細は割愛する。

【0009】そして、前記位置推定部86においては、非飽和領域と飽和領域とに区分した状態で磁化特性をモデリングし（具体的には、3次以上のフーリエ係数を無視して、位置の余弦を変数とする二次方程式に単純化し）、モデリングした式を解いて推定位置を算出する。

【0010】また、図15に示すSRモータセンサレス制御システムは、図14における位置推定部86として、巻線電圧を入力とする代わりに、PWM信号、インバータ84の直流電圧、および巻線電流を入力として巻線電圧を算出するようにしたものを採用している。また、電流値が最も大きな相を用いて回転子の回転位置の推定を行うことによりダイナミックレンジを向上させている。なお、他の部分の構成は図14と同様である。

【0011】図14に示すSRモータセンサレス制御システム、または図15に示すSRモータセンサレス制御システムを採用した場合には、非線形の磁化特性を精度を低下させることなく簡単にモデリングすることができ、回転子の回転位置の推定精度を高めてSRモータを運転するためのインバータ出力波形のターンオン角や転流角を正確に制御でき、ひいては、定常運転時のモータの突発的な加減速、トルクリブルの増大や異音の発生などの不安定動作に陥ることなく制御できる。以下、こうした状態を「SRモータを精度よく制御することができる」という。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】図14に示すSRモータセンサレス制御システム、および図15に示すSRモータセンサレス制御システムにおいては、回転子の回転位置を常にモデリングした磁化特性から算出しているのだから、ノイズによる電流検出誤差が存在する場合や、モータの電磁設計（例えば、固定子、回転子それぞれの突極の幅など）の差により回転子が突極対向、非対向の近辺に位置する場合などには磁化特性から算出する回転子の回転位置が不正確になってしまう場合があった。そして、回転子の回転位置の推定精度が低下すると、SRモータを精度よく制御することができなくなってしまう。

【0013】

【発明の目的】この発明は上記の問題点に鑑みてなされたものであり、ノイズによる電流検出誤差が存在する場合、回転子が突極対向、非対向の近辺に位置する場合などにも回転子の回転位置の推定精度を高く維持してSRモータを精度良く制御することができるSRモータ制御方法およびその装置を提供することを目的としている。

【0014】

【課題を解決するための手段】請求項1のSRモータ制御方法は、SRモータの磁化特性磁化特性およびSRモータの巻線電流からSRモータの回転子の第1の推定回転位置を推定し、SRモータの過去に推定した回転速度およびSRモータの回転子の過去に推定した回転位置からSRモータの回転子の第2の推定回転位置を推定し、第1、第2の何れかの推定回転位置を選択し、選択された回転子の推定回転位置に基づいてインバータを制御する方法である。

【0015】請求項2のSRモータ制御方法は、前記第1の推定回転位置の信頼性が高いか否かを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択する方法である。

【0016】請求項3のSRモータ制御方法は、前記第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択する方法である。

【0017】請求項4のSRモータ制御方法は、前記第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2の推定回転位置を選択する方法である。

【0018】請求項5のSRモータ制御方法は、前記第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択する方法である。

【0019】請求項6のSRモータ制御方法は、前記第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2の推定回転位置を選択する方法である。

【0020】請求項7のSRモータ制御装置は、SRモータの磁化特性およびSRモータの巻線電流からSRモータの回転子の第1の推定回転位置を推定する第1推定手段と、SRモータの過去に推定した回転速度およびSRモータの回転子の過去に推定した回転位置からSRモータの回転子の第2の推定回転位置を推定する第2推定

手段と、第1、第2の何れかの推定回転位置を選択する選択手段と、選択された回転子の推定回転位置に基づいてインバータを制御する前記インバータ制御手段とを含むものである。

【0021】請求項8のSRモータ制御装置は、前記選択手段として、前記第1の推定回転位置の信頼性が高いか否かを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものを採用するものである。

【0022】請求項9のSRモータ制御装置は、前記選択手段として、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものを採用するものである。

【0023】請求項10のSRモータ制御装置は、前記選択手段として、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1推定手段から得られた第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2推定手段から得られた第2の推定回転位置を選択するものを採用するものである。

【0024】請求項11のSRモータ制御装置は、前記選択手段として、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものを採用するものである。

【0025】請求項12のSRモータ制御装置は、前記選択手段として、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いと判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1推定手段から得られた第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2推定手段から得られた第2の推定回転位置を選択するものを採用するものである。

【0026】

【作用】請求項1のSRモータ制御方法であれば、SRモータの磁化特性磁化特性およびSRモータの巻線電流からSRモータの回転子の第1の推定回転位置を推定し、SRモータの過去に推定した回転速度およびSRモータの回転子の過去に推定した回転位置からSRモータの回転子の第2の推定回転位置を推定し、第1、第2の何れかの推定回転位置を選択し、選択された回転子の推定回転位置に基づいてインバータを制御するのであるから、磁化特性およびSRモータの巻線電流から推定したSRモータの回転子の第1の推定回転位置、またはSRモータの過去に推定した回転速度およびSRモータの回転子の過去に推定した回転位置から推定したSRモータの回転子の第2の推定回転位置を選択的に採用すること

により、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0027】請求項2のSRモータ制御方法であれば、前記第1の推定回転位置の信頼性が高いか否かを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するのであるから、第1の推定回転位置の信頼性の判定結果に応じて第1、第2の何れかの推定回転位置を選択することができ、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0028】請求項3のSRモータ制御方法であれば、前記第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いかなかを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するのであるから、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0029】請求項4のSRモータ制御方法であれば、前記第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いかなかを判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2の推定回転位置を選択するのであるから、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0030】請求項5のSRモータ制御方法であれば、前記第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いかなかを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するのであるから、第1の推定回転位置が突極対向、非対向の近辺であることに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0031】請求項6のSRモータ制御方法であれば、前記第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いかなかを判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2の推定回転位置を選択するのであるから、第1の推定回転位置が突極対向、非対向の近辺であることに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0032】請求項7のSRモータ制御装置であれば、第1推定手段によってSRモータの磁化特性およびSRモータの巻線電流からSRモータの回転子の第1の推定回転位置を推定し、第2推定手段によってSRモータの

過去に推定した回転速度およびSRモータの回転子の過去に推定した回転位置からSRモータの回転子の第2の推定回転位置を推定し、選択手段によって第1、第2の何れかの推定位置を選択することができる。そして、インバータ制御手段によって、選択された回転子の推定回転位置に基づいてインバータを制御することができる。

【0033】したがって、第1の推定回転位置、または第2の推定回転位置を選択的に採用することにより、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0034】請求項8のSRモータ制御装置であれば、前記選択手段として、前記第1の推定回転位置の信頼性が高いかなかを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものを採用するのであるから、第1の推定回転位置の信頼性の判定結果に応じて第1、第2の何れかの推定回転位置を選択することができ、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0035】請求項9のSRモータ制御装置であれば、前記選択手段として、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いかなかを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものを採用するのであるから、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0036】請求項10のSRモータ制御装置であれば、前記選択手段として、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて信頼性が低いかなかを判定し、第1の回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1推定手段から得られた第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が低いと判定されたことに応答して第2推定手段から得られた第2の推定回転位置を選択するものを採用するのであるから、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かの判定結果に応じて、精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0037】請求項11のSRモータ制御装置であれば、前記選択手段として、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が低いかなかを判定し、判定結果に応答して第1、第2の何れかの推定回転位置を選択するものを採用するのであるから、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0038】請求項12のSRモータ制御装置であれば、前記選択手段として、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して信頼性が

低いかな否かを判定し、第1の推定回転位置の信頼性が高いと判定されたことに応答して第1推定手段からの第1の推定回転位置を選択し、第1の推定回転位置の信頼性が高くないと判定されたことに応答して第2推定手段から得られた第2の推定回転位置を選択するものを採用するのであるから、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができる。

【0039】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照して、この発明のSRモータ制御方法およびその装置の実施の態様を詳細に説明する。

【0040】図1はこの発明のSRモータ制御装置の一実施態様を示すブロック図である。なお、以下の説明はSRモータの固定子の極数が6、回転子の極数が4の場合について示しているが、他の極数の組み合わせについても、同様にこの発明のSRモータ制御方法およびその装置を適用することができる。

【0041】このSRモータ制御装置は、速度指令値および現在の推定速度を入力として速度偏差を出力する減算器1と、速度偏差を入力として速度制御演算（例えば、速度PI（比例・積分）演算）を行って電流波高値指令 I^*_{max} を出力する速度制御部2と、電流波高値指令 I^*_{max} 、ターンオン角指令 θ_0 （例えば、運転状態に応じて実験的に定められる指令値）、転流角指令 θ_c （例えば、運転状態に応じて実験的に定められる指令値）、SRモータ5の回転子の推定回転位置 θ_e 、およびSRモータ5の巻線電流 i を入力として電流制御演算を行って（例えば、電流波高値指令 I^*_{max} と検出された巻線電流 i とを比較し、 θ_0 、 θ_c より決まる通電相のインバータ出力電圧 v を、 $i \leq I^*_{max}$ の時 $v = V_{on}$ 、 $i > I^*_{max}$ の時 $v = 0$ として、推定回転位置 θ_e に基づきPWM制御を行って）PWM信号を出力する電流制御部3と、PWM信号を入力としてSRモータ5の各相に印加すべき各相電圧を出力するインバータ4と、PWM信号、インバータ4における直流電圧、SRモータ5の巻線電流、および推定速度を入力として後述する処理を行って推定回転位置 θ_e を算出する位置推定部6と、時系列的に得られる推定回転位置 θ_e どうしの差分を算出する微分器7と、算出された差分を入力として推定速度を出力するローパスフィルタ8とを有している。

【0042】図2は前記位置推定部6の構成を詳細に示すブロック図である。

【0043】位置検出部6は、後述するように最終的に得られた推定回転位置 θ_e を入力として回転位置推定相を決定する推定相決定部61と、決定された回転位置推定相における巻線電流 i を選択する推定相電流選択部62と、選択された巻線電流 i 、インバータ4における直

流電圧 V_{dc} およびPWMパターンを入力として、決定された回転位置推定相における磁束鎖交数 $\lambda (= \int (v_{ph} - R \cdot i) dt)$ を算出する推定相磁束鎖交数算出部63と、選択された巻線電流 i および算出された磁束鎖交数 λ を入力として回転位置推定演算を行って第1推定回転位置 θ_M を出力する位置推定演算部64と、過去の推定回転位置と過去の回転速度に基づいてバックアップ回転位置としての第2推定回転位置 θ_p を算出するバックアップ位置算出部65と、第1推定回転位置 θ_M または第2推定回転位置 θ_p を選択して最終的に得られた推定回転位置 θ_e として出力する推定回転位置選択部66とを有している。

【0044】さらに説明する。

【0045】SRモータの磁化特性の数式モデルは、「Modelling a nonlinear variable reluctance motor drive」, IEE proceedings, Vol. 137, Pt. B, No. 5, pp314-326, sept, 1990においてD. A. Torrey氏らにより検討されており、巻線電流 i および回転子の回転位置 θ の関数として磁束鎖交数 λ を数1で定義している。

【0046】

【数1】

$$\lambda(i, \theta) = a_1(\theta)(1 - \exp^{a_2(\theta)i}) + a_3(\theta)i$$

【0047】そして、上式中の $a_1(\theta) \sim a_3(\theta)$ は数2で与えられる。

【0048】

【数2】

$$a_m(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} A_{mk} \cos(k\alpha\theta)$$

ただし、 $m = 1, 2, 3$

【0049】ここで、 α は回転子極数である。

【0050】数1は指数関数を含む複雑な式であるから、リアルタイムに数1を計算することは殆ど不可能である。そこで、以下のようにして数1を簡化する。

【0051】数1の $\exp^{a_2(\theta)i}$ をテイラー展開することにより、数1を数3に書き換えることができる。

【0052】

【数3】

$$\lambda(i, \theta) = \sum_{n=1}^{n_{max}} L_n(\theta) i^n$$

【0053】ここで、数3中の回転位置の関数係数 $L_n(\theta)$ は数4で表される。

【0054】

【数4】

$$L_n(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} L_{nk} \cos(k\alpha\theta)$$

【0055】数3の電流の最大次数 n_{max} 、数4のフーリエ係数 L_{nk} は、図3に示す磁化特性の一例の測定値を基に、最小二乗近似およびDFT解析により決定できる。

【0056】「電流の最大次数 n_{max} の決定」巻線電流値の増加に対して磁気飽和現象が最も顕著となるのは、回転子の回転位置が完全対向時（ $\theta = 90^\circ$ ）で、この場合に数3の電流次数 n に、より高次の成分が含まれる。したがって、電流の最大次数 n_{max} を決定するためには、完全対向時の磁化特性に対して数5により最小二乗近似を行えばよい。

【0057】

【数5】

$$\lambda(i)|_{\theta=90^\circ} = \sum_{n=1}^{\infty} L_n i^n$$

【0058】得られた最小二乗近似結果では、電流の7次以上の係数 L_7 、 $L_8 \dots$ が6次までの係数 $L_1 \sim L_6$ に比べて十分小さく無視できる程度であるため、電流の最大次数の低次化を目的に $n_{max} = 6$ にすることができる。

【0059】「フーリエ係数 L_{nk} の決定」他の回転子回転位置についても順次「電流の最大次数 n_{max} の決定」を行えば、回転子回転位置に対する $L_1 \sim L_6$ の値を得ることができる。回転子回転位置に対する L_1 の空間分布の一例を図4に示す。図4で回転子回転位置 $0^\circ \sim 40^\circ$ のデータは、モータ構造の対称性から $90^\circ \sim 50^\circ$ のデータを書き換えており、 $L_1 \sim L_6$ の空間分布のDFT解析により各フーリエ係数 L_{nk} を決定することができる。

【0060】「電流の最大次数 n_{max} の決定」および「フーリエ係数 L_{nk} の決定」で決定した、電流の最大次数 n_{max} および各フーリエ係数 L_{nk} を数3に代入して得た、完全対向時の磁化特性の一例を図5に示す。図5から、数3で得られた磁化特性は測定値に対し、10A以上の飽和領域で大きな誤差を持つことが分かる。そして、この誤差を解消するためには、測定データ数を増加させ、または回転位置の関数係数 $L_n(\theta)$ を高次化すればよいことが知られている。しかし、このような対処を行えば、数式の簡単化からかけ離れてしまうので、リアルタイム処理を行うことができなくなってしまう。この点を考慮し、数3を、非飽和領域と飽和領域とに区分して構築し直すことにより、数6が得られる。

【0061】

【数6】

$$\lambda(i, \theta) = \sum_{n=1}^{n_{max}} L_n(\theta) i^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm}(\theta) (i - I_s)^m$$

ただし、 $i < I_s$ のとき第2項 $(i - I_s)^m = 0$

$i \geq I_s$ のとき第1項 $i = I_s$

【0062】ここで、数6中の回転位置の関数係数 $L_{sm}(\theta)$ は数7で表される。

【0063】

【数7】

$$L_n(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} L_{smk} \cos(k\alpha\theta)$$

【0064】数6の m_{max} 、数7の L_{smk} はそれぞれ飽和領域における巻線電流の最大次数とフーリエ係数で、前記と同様に、「電流の最大次数の決定」および「フーリエ係数の決定」により決定することができる。そして、決定した $m_{max} = 3$ 、 L_{smk} を数6に代入して得られた磁化特性を図6に示す。図6から分かるように、回転子回転位置によらず、測定値に対して最大誤差5%の範囲で一致し、数6の妥当性が確認できる。

【0065】数4、数7において3次以上（ $k \geq 3$ ）のフーリエ係数が無視でき、2次までが有効であると仮定すれば、数6は数8に整理できる。

【0066】

【数8】

$$A_1 \cos(2\alpha\theta) + B_1 \cos(\alpha\theta) + C_1 = 0$$

【0067】ここで、 A_1 、 B_1 、 C_1 は数9で与えられる。

【0068】

【数9】

$$\begin{aligned} A_1 &= \sum_{n=1}^{n_{max}} L_{n2} * I_s^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm2} (i - I_s)^m \\ B_1 &= \sum_{n=1}^{n_{max}} L_{n1} * I_s^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm1} (i - I_s)^m \\ C_1 &= \sum_{n=1}^{n_{max}} L_{n0} * I_s^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm0} (i - I_s)^m - \lambda \end{aligned}$$

【0069】巻線電流 i および巻線印加電圧 v_{ph} の検出値を用いれば、 C_1 に含まれる磁束鎖交数 λ は数10で得られ、 A_1 、 B_1 、 C_1 は全て算出可能になる。ただし、インバータのスイッチング状態、インバータにおける直流電圧、および巻線電流に対応して定まるスイッチング素子の電圧降下から演算により巻線印加電圧 v_{ph} を算出することが可能であり、この場合には巻線電圧検出素子を省略し、実装コストを低減することができる。

【0070】

【数10】

$$\lambda = \int (v_{ph} - R_i) dt$$

【0071】さらに数8を整理すると数11に示すように、 $\cos(\alpha\theta)$ を変数とする2次方程式が得られ、数11により回転子回転位置推定を簡単な処理で実現することができる。

【0072】

【数11】

$$2A_1 \cos^2(\alpha\theta) + B_1 \cos(\alpha\theta) + (C_1 - A_1) = 0$$

【0073】数6で3次以上のフーリエ係数をゼロとした回転子回転位置推定用の簡易数式表現で得られる磁化特性を図7に示す。図7と図6とを比較すれば、3次以上のフーリエ係数を含む場合に比べ、回転子回転位置が非対向近傍 ($\theta < 50^\circ$) および対向近傍 ($\theta > 75^\circ$) では測定値に対する誤差が大きくなっているものの、 $50^\circ < \theta < 75^\circ$ の範囲ではほぼ同一の特性が得られていることが分かる。本来、非対向近傍および対向近傍では、回転子回転位置の変化に対する磁束鎖交数の変化が少なく、回転子回転位置の推定精度が低下することを考慮すれば、上述のように2次までのフーリエ係数を有効と仮定しても回転子回転位置推定精度に及ぼす影響は少ないが、モータ電磁設計 (例えば、固定子、回転子それぞれの突極の幅など) の差により、非対向近傍、対向近傍での回転位置精度が著しく低下し、SRモータの制御精度が劣化した場合に対応し、後述の「バックアップ回転位置」を適宜選択することで、絶えずSRモータを精度良く制御できる。

【0074】したがって、位置推定演算部64において、数11を解いて $\cos(\alpha\theta)$ を得、 \cos^{-1} の演算を行い、または予め設定されているテーブルを参照して回転子回転位置 θ を得るようにすればよい。

【0075】「推定相の決定」3相各相で均等に回転子回転位置推定を行う場合には、1相当たりの推定期間は 30° である。そして、測定値に対する誤差に関する上記の点を考慮し、U相での推定開始角を 47.5° とすれば、各相の推定期間はU相 $47.5^\circ \sim 77.5^\circ$ 、V相 $17.5^\circ \sim 47.5^\circ$ 、W相 $77.5^\circ \sim 17.5^\circ$ となる。これを基に位置推定演算部64で最終的に得られた推定回転位置 θ_e を用いて、推定相決定部61において次の制御周期における回転位置推定相を決定する。

【0076】「バックアップ回転位置の算出」位置推定演算部64から出力される第1推定回転位置 θ_M が何らかの原因により不正確になった場合のバックアップデータとして用いられるバックアップ回転位置 (第2推定回転位置) θ_p をバックアップ位置算出部65により過去の推定回転位置と過去の回転速度に基づいて算出して出

力する。具体的には、例えば、3制御周期前の推定回転位置 $\theta_e(n-3)$ と、推定回転位置の差分により算出した前回および前々回の推定速度の平均値 $\omega(n-3/2)$ とを用いて、次式により現在のバックアップ回転位置 $\theta_p(n)$ を算出する。ただし、 T_s は制御周期、 n は整数である。 $\theta_p(n) = \theta_e(n-3) + 3\omega(n-3/2)T_s$ 「第1推定回転位置 θ_M または第2推定回転位置 θ_p の選択」第1推定回転位置 θ_M または第2推定回転位置 θ_p の選択は、例えば、図8のフローチャートの処理または図9のフローチャートの処理に基づいて行われる。

【0077】図8のフローチャートは、電流、電圧の検出値がノイズの影響を受けているか否かに対応する処理である。

【0078】ステップSP1において、前回の推定速度と前々回の推定速度との差の絶対値 $|\omega_e(n-2) - \omega_e(n-1)|$ が予め設定された基準値 Ω_ϵ (実験的に定められる値) よりも小さいか否かを判定する。この判定はバックアップ回転位置の算出に用いられる速度情報が妥当か否かを判定するものであるから、前回の推定速度と前々回の推定速度との差の絶対値 $|\omega_e(n-2) - \omega_e(n-1)|$ が予め設定された基準値 Ω_ϵ 以上であると判定された場合には、ステップSP2において、保護停止処理の呼び出しを行う。

【0079】逆に、ステップSP1において前回の推定速度と前々回の推定速度との差の絶対値 $|\omega_e(n-2) - \omega_e(n-1)|$ が予め設定された基準値 Ω_ϵ よりも小さいと判定された場合には、ステップSP3において、第1推定回転位置 θ_M と第2推定回転位置 θ_p との差の絶対値が予め設定された基準値 θ_ϵ (実験的に定められる値) よりも大きいかな否かを判定する。この判定は第1推定回転位置 θ_M の信頼性が高いかな否かを判定するものであるから、第1推定回転位置 θ_M と第2推定回転位置 θ_p との差の絶対値が予め設定された基準値 θ_ϵ 以下であると判定された場合には、ステップSP5において、第1推定回転位置 $\theta_M(n)$ を推定回転位置 $\theta_e(n)$ とする。

【0080】逆に、ステップSP3において第1推定回転位置 θ_M と第2推定回転位置 θ_p との差の絶対値が予め設定された基準値 θ_ϵ よりも大きいと判定された場合には、ステップSP4において、第1推定回転位置 $\theta_M(n)$ が前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ よりも小さいかな否かを判定する。この判定はSRモータが逆転したと判定されるかな否かに基づいて第1推定回転位置 $\theta_M(n)$ の信頼性が低いかな否かを判定するものであるから、第1推定回転位置 $\theta_M(n)$ が前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ 以上であると判定された場合には、ステップSP5の処理を行う。

【0081】逆に、第1推定回転位置 $\theta_M(n)$ が前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ よりも小さいと判定され

た場合には、SRモータが逆転することはないのであるから、ステップSP6において、第2推定回転位置 $\theta_p(n)$ を推定回転位置 $\theta_e(n)$ とする。

【0082】そして、ステップSP2の処理、ステップSP5の処理、またはステップSP6の処理が行われた場合には、そのまま元の処理に戻る。

【0083】なお、図8のフローチャートにおいて、ステップSP3の判定、またはステップSP4の判定を単独で行うようにしてもよい他、ステップSP2の処理に代えてステップSP5の処理を行うようにしてもよい。

【0084】図9のフローチャートは、磁化特性の位置に対する変化が小さいか否かに対応する処理である。

【0085】ステップSP1において、前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ が予め設定された第1基準位置 θ^u よりも大きいかなんかを判定し、前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ が予め設定された第1基準位置よりも大きいと判定された場合には、ステップSP2において、前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ が予め設定された第2基準位置 θ^a よりも小さいかなんかを判定する。ここで、前記第1基準位置 θ^u および第2基準位置 θ^a は、図10に示すように、磁化特性の位置に対する変化が小さい領域と磁化特性の位置に対する変化が大きい領域とを区分するために設定されるものであり、磁化特性の測定結果から求めることができる。そして、ステップ1において前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ が予め設定された第1基準位置 θ^u 以下であると判定された場合、またはステップ2において前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ が予め設定された第2基準位置 θ^a 以上であると判定された場合には、ステップ3において、第2推定回転位置 $\theta_p(n)$ を推定回転位置 $\theta_e(n)$ とする。逆に、前回の推定回転位置 $\theta_e(n-1)$ が予め設定された第1基準位置 θ^u よりも大きく、かつ第2基準位置 θ^a よりも小さいと判定された場合には、ステップ4において、第1推定回転位置 $\theta_M(n)$ を推定回転位置 $\theta_e(n)$ とする。

【0086】そして、ステップ3の処理、またはステップ4の処理が行われた場合には、そのまま元の処理に戻る。上記のSRモータ制御方法、装置によりSRモータ（回転子／固定子極数が6／4、定格出力が1.5kW、定格回転数が5400rpm、定格トルクが2.65N・m）を駆動したところ、以下のように良好な制御を達成することができた。

【0087】速度4000rpm／定格負荷トルク時には、実回転位置（ θ_r ）と推定回転位置（ θ_e ）との差（ $\Delta\theta$ ）は平均的にゼロで、最大でも機械角 2° であるとともに、推定速度（ ω_e ）は実速度（ ω_r ）と一致しており（速度差（ $\Delta\omega$ ）がほぼゼロであり）、速度指令に対して精度のよい速度制御を実現できた（図11参照）。

【0088】速度200rpm／無負荷時には、実回転

位置（ θ_r ）と推定回転位置（ θ_e ）との差（ $\Delta\theta$ ）は平均的にゼロで、最大でも機械角 5° 程度であり、低速時であっても速度指令に対して比較的精度のよい速度制御を実現できた（図12参照）。

【0089】速度200rpmから4000rpmまでのランプ速度指令を与えるとともに、4000rpm時に定格負荷トルクを生じさせ、しかも加速度を2400rpm/secとした時には、実回転位置（ θ_r ）と推定回転位置（ θ_e ）との差（ $\Delta\theta$ ）は最大でも機械角 4° であるとともに、推定速度（ ω_e ）と実速度（ ω_r ）との差（ $\Delta\omega$ ）は最大でも70rpmであり、加速時にも安定な位置センサレス制御を実現できた（図13参照）。

【0090】

【発明の効果】請求項1の発明は、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0091】請求項2の発明は、第1の推定回転位置の信頼性の判定結果に応じて第1、第2の何れかの推定回転位置を選択することができ、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0092】請求項3の発明は、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0093】請求項4の発明は、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0094】請求項5の発明は、第1の推定回転位置が突極対向、非対向の近辺であることに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0095】請求項6の発明は、第1の推定回転位置が突極対向、非対向の近辺であることに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0096】請求項7の発明は、第1の推定回転位置、または第2の推定回転位置を選択的に採用することにより、回転子の回転位置の推定精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0097】請求項8の発明は、第1の推定回転位置の信頼性の判定結果に応じて第1、第2の何れかの推定回転位置を選択することができ、回転子の回転位置の推定

精度の低下を防止し、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0098】請求項9の発明は、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0099】請求項10の発明は、第1の推定回転位置がノイズの影響を受けて不正確か否かの判定結果に応じて、精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0100】請求項11の発明は、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【0101】請求項12の発明は、第1の推定回転位置が磁気特性の位置に対する変化が少ないことに起因して不正確か否かに応じて精度が高い推定回転位置を選択することができ、ひいてはSRモータを精度よく制御することができるという特有の効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明のSRモータ制御装置の一実施態様を示すブロック図である。

【図2】位置推定部の構成を詳細に示すブロック図である。

【図3】磁化特性の一例の測定値を示す図である。

【図4】回転子回転位置に対するL1の空間分布の一例を示す図である。

【図5】完全対向時の磁化特性の一例の測定値および計算値を示す図である。

【図6】完全対向時から非対向時までの磁化特性の一例の測定値および数6に基づく計算値を示す図である。

【図7】完全対向時から非対向時までの磁化特性の一例の測定値および数6で3次以上のフーリエ係数をゼロとした回転子回転位置推定用の簡易数式表現で得られる計算値を示す図である。

【図8】第1推定回転位置 θ_M または第2推定回転位置 θ_P を選択する処理の一例を説明するフローチャートである。

【図9】第1推定回転位置 θ_M または第2推定回転位置 θ_P を選択する処理の他の例を説明するフローチャートである。

【図10】第1基準位置 θ^*_u および第2基準位置 θ^*_a を説明する図である。

【図11】速度4000rpm/定格負荷トルク時における制御特性を示す図である。

【図12】速度200rpm/無負荷時における制御特性を示す図である。

【図13】速度200rpmから速度4000rpmへの加速時における制御特性を示す図である。

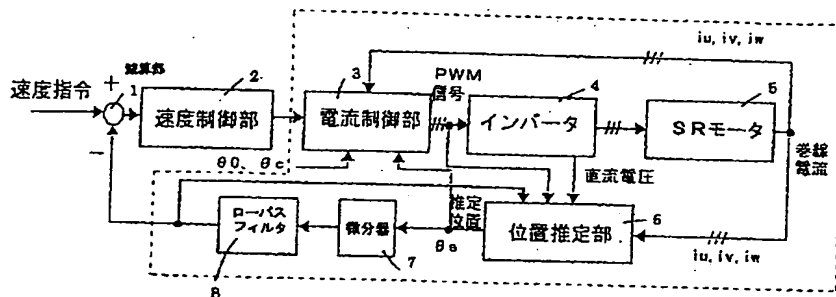
【図14】従来のSRモータ制御装置の一例を示すブロック図である。

【図15】従来のSRモータ制御装置の他の例を示すブロック図である。

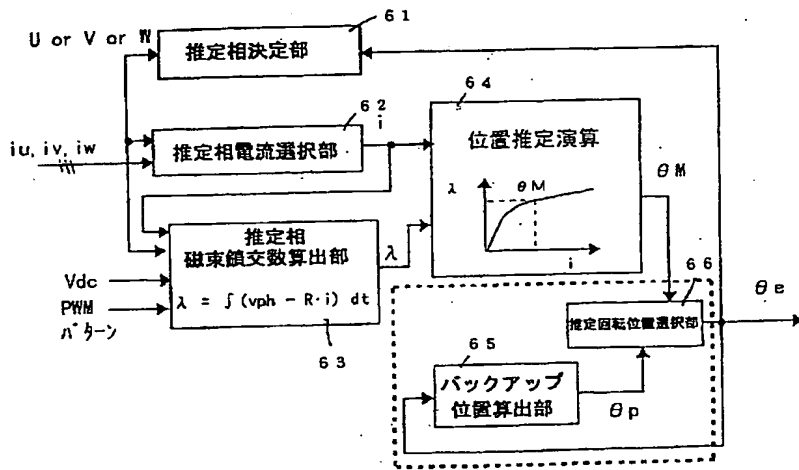
【符号の説明】

- | | |
|---------|-----------|
| 3 電流制御部 | 4 インバータ |
| 5 SRモータ | 6 位置推定演算部 |

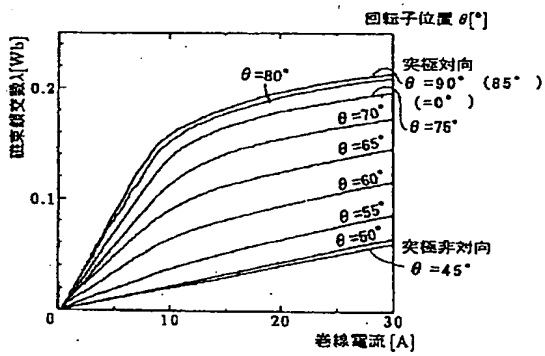
【図1】



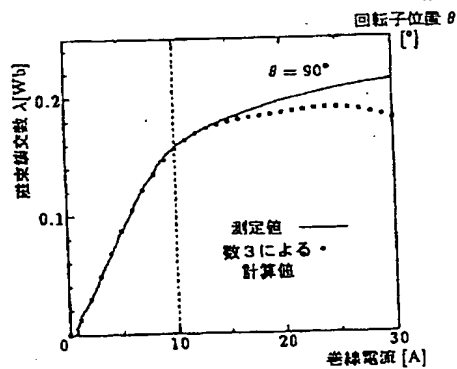
【図2】



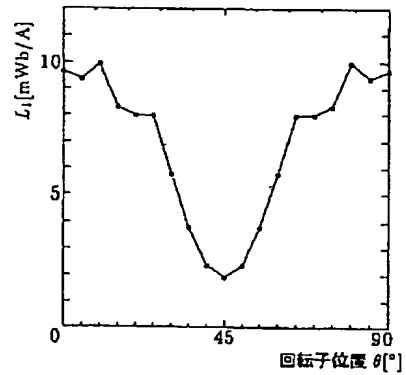
【図3】



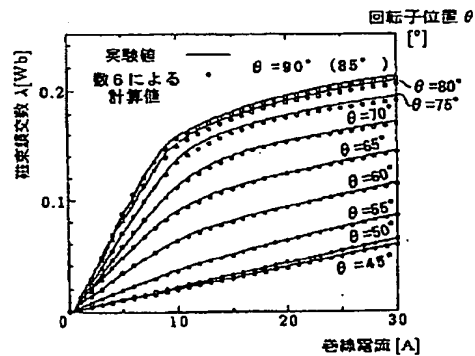
【図5】



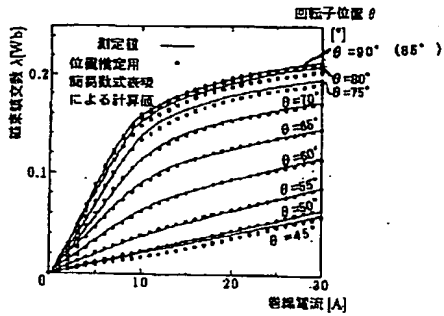
【図4】



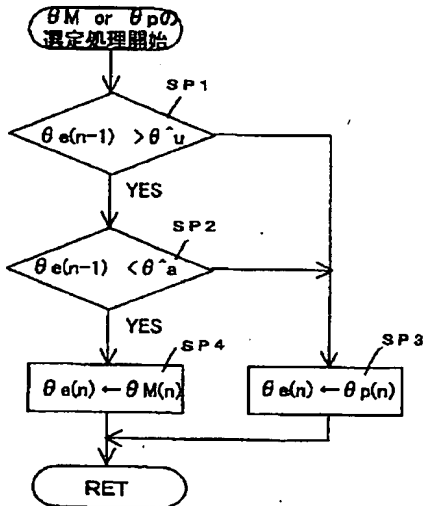
【図6】



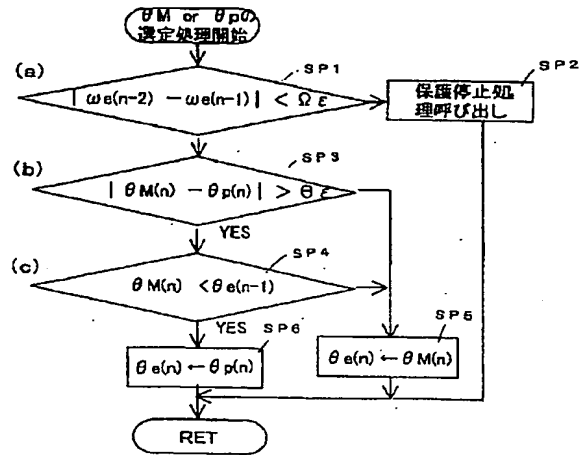
【図7】



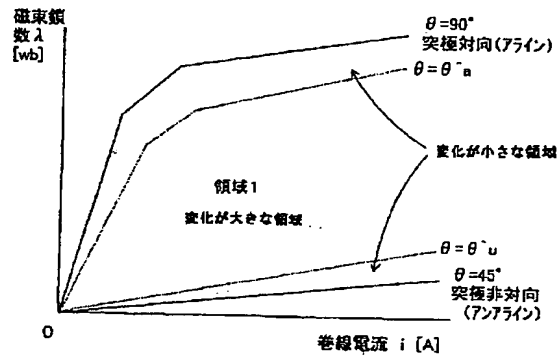
【図9】



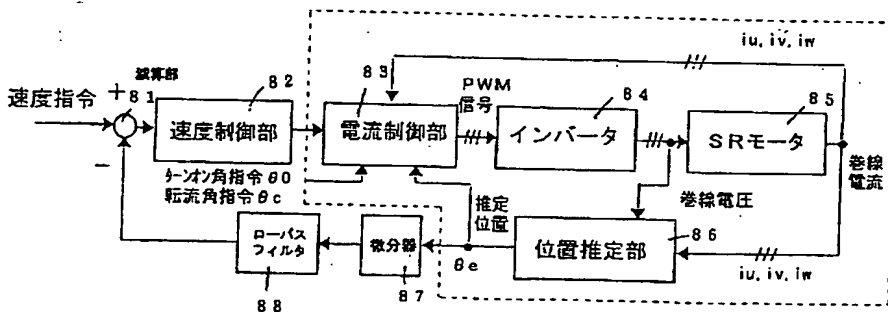
【図8】



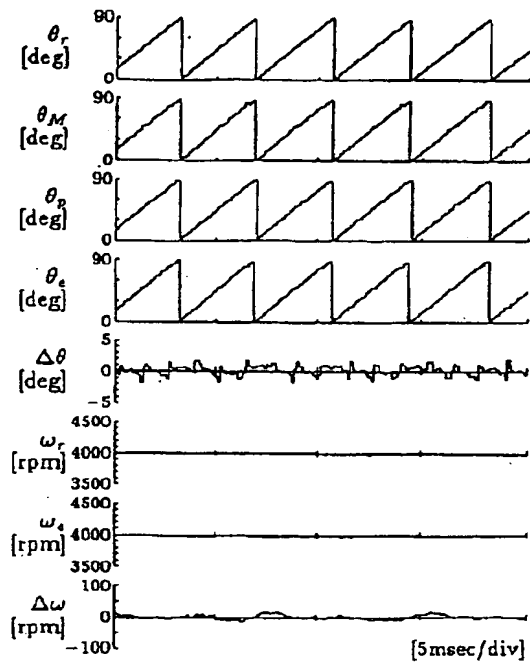
【図10】



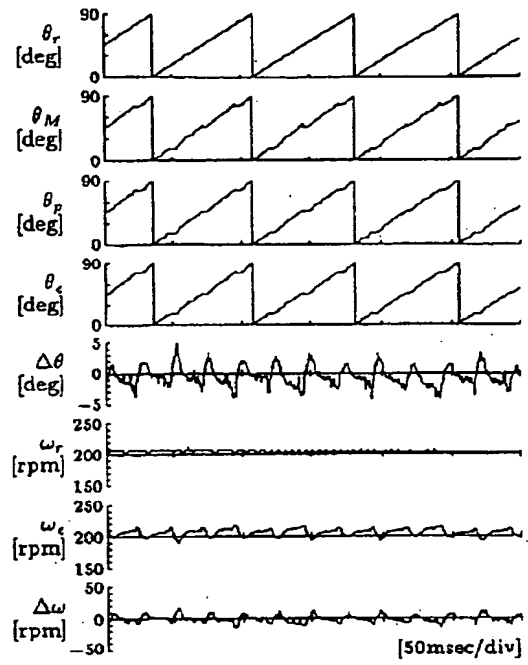
【図14】



【図11】



【図12】



【図13】

